

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-223169

(43)Date of publication of application : 09.08.2002

(51)Int.Cl.

H04B 1/04
H03C 3/00

(21)Application number : 2001-020641

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 29.01.2001

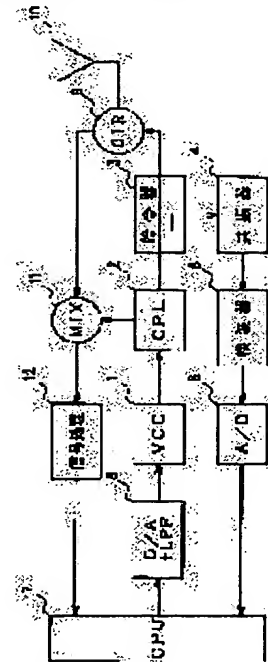
(72)Inventor : YAMASHITA SADAO

(54) WIRELESS UNIT AND OSCILLATED FREQUENCY CORRECTION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless unit the center frequency of an oscillator of which is stabilized that can cope with even the case of modulation by an optional frequency modulation width without the need for adopting an entirely complicated circuit configuration.

SOLUTION: A resonator 4 with a high frequency stability is coupled to a line through which an oscillation signal from an oscillator VCO 1 is transmitted and a control voltage and control data at which a transmission signal level of the resonator 4 reaches a peak are detected from the transmission signal level of the resonator 4 when the control voltage with respect to the VCO 1 is changed and the oscillation signal of the VCO 1 is frequency-modulated on the basis of the frequency.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2002-223169

(P 2002-223169A)

(43) 公開日 平成14年8月9日 (2002. 8. 9)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テームコード* (参考)
H 0 4 B	1/04	H 0 4 B	J 5K060
			T
H 0 3 C	3/00	H 0 3 C	Z

審査請求 未請求 請求項の数 4

O L

(全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2001-20641 (P2001-20641)

(22) 出願日 平成13年1月29日 (2001. 1. 29)

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 山下 貞夫

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式

会社村田製作所内

(74) 代理人 100084548

弁理士 小森 久夫

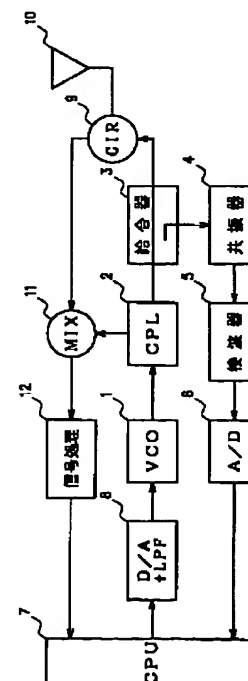
F ターム (参考) 5K060 BB07 CC04 EE05 HH22 HH32

(54) 【発明の名称】 無線装置および発振周波数補正方法

(57) 【要約】

【課題】 全体に複雑な回路構成をとらずに、任意の周波数変調幅で変調する場合にも対応可能な、発振器の中心周波数を安定化させた無線装置を得る。

【解決手段】 発振器 VCO 1 の発振信号を送信する線路に周波数安定性の高い共振器 4 を結合させ、VCO 1 に対する制御電圧を変化させた時の共振器 4 の透過信号レベルから、共振器 4 の透過信号レベルがピークになるに要する制御電圧および制御データを検出し、その周波数を基に VCO 1 を周波数変調する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 電圧制御可能な発振器を備えた無線装置において、

前記発振器の発振信号を伝送する線路に結合した共振器と、該共振器と結合して、共振器の透過信号レベルを検出するレベル検出手段と、前記発振器の周波数制御電圧を変化させて発振周波数を変化させるとともに、前記レベル検出手段による前記共振器の透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を求めるピーク検出手段と、前記透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を基準にして当該周波数制御電圧を送信信号で変調する変調手段とを備えた無線装置。

【請求項2】 前記ピーク検出手段は、前記発振器の周波数制御電圧を次第に変化させて発振周波数を掃引するとともに、前記透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を求める請求項1に記載の無線装置。

【請求項3】 前記ピーク検出手段は、前記発振器の周波数制御電圧を複数段階に変化させて発振周波数を変化させるとともに、周波数制御電圧に対する透過信号レベルの関数を求め、当該関数から前記透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を求める請求項1に記載の無線装置。

【請求項4】 電圧制御可能な発振器の発振信号を伝送する線路に共振器を結合させ、前記発振器の周波数制御電圧を変化させて発振周波数を変化させるとともに、前記共振器の透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を求め、当該周波数制御電圧を基準にして発振周波数を制御する、発振周波数補正方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、マイクロ波帯やミリ波帯などの超高周波帯の周波数信号を発生する発振器を備えた無線装置および発振周波数補正方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 一般に、入力信号に従って周波数変調信号を出力する回路には電圧制御発振器が備えられているが、特に超高周波帯においては、その発振中心周波数の安定性が要求される。

【0003】 発振器の周波数安定化のための一般的な方法としては、①恒温槽で発振器の温度を一定に保つ、②発振回路に、共振周波数の温度特性に優れた誘電体共振器などの共振器を組み込む。③PLL制御により発振周波数を制御する。という方法があった。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 ところが、①の方法では、温度変動のみの制御であるので、負荷変動に対して効果がない。発振器自体の発振周波数のドリフトに対して効果がない。保温カバーなどが必要であるため大型化する。恒温化のための大きな電力消費が生じる。等とい

った欠点がある。また、②の方法では、発振周波数が共振器の特性以外の要素でも変化する。すなわち、アクティブ素子との組み合わせによって発振回路を構成するので、高度な制御が必要となって、回路全体が複雑化する。共振周波数の温度特性に優れた誘電体共振器は、そのQが高いため、広帯域のFM変調が困難である。という欠点がある。更に、③の方法では、特にミリ波帯では、基準信号と比較するまでダウンコンバートするための回路が複雑で高価になるという欠点がある。

10 【0005】 一方、電圧制御発振器（VCO）の周波数特性を考慮して、入力信号の電圧を制御するようにしたものが特開平10-163756に開示されている。これは、VCOに対する制御電圧信号として三角波を与え、その最低発振周波数と最高発振周波数との差に応じて上記三角波のオフセットを制御することによって中心周波数の安定化を図るようにしたものである。

【0006】 ところが、VCOに結合する共振器以降の回路部分にサンプルホールド回路、比較回路、およびループフィルタを必要とし、またその他に微分回路やエッジ検出回路など多数の回路を必要とする。また、共振器のQ（周波数帯域幅）とFM変調幅との関連性が非常に大きく、VCOのFM変調幅と検波器の感度に合わせて共振器のQL特性を決定しなければならない。そのため、狭帯域FM変調を行う場合には、Qの高い共振器が必要となり、製造が困難になり且つ大型化する。したがって、広範囲かつ任意な変調幅でFM変調させることができない。更に変調信号は三角波でなければならず、例えばFM-CWレーダ以外に通信用に利用することができない、といった種々の問題があった。

30 【0007】 この発明の目的は、上述の各種問題を解消し、全体に複雑な回路構成をとらずに、任意の周波数変調幅で変調する場合にも対応可能な、発振器の中心周波数を安定化させた無線装置および発振周波数補正方法を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】 この発明の無線装置は、電圧制御可能な発振器の発振信号を伝送する線路に結合した共振器と、該共振器と結合して、共振器の透過信号レベルを検出するレベル検出手段と、前記発振器の周波数制御電圧を変化させて発振周波数を変化させるとともに、前記レベル検出手段による前記共振器の透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を求めるピーク検出手段と、前記透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を基準にして当該周波数制御電圧を送信信号で変調する変調手段とを備える。

40 【0009】 このように、発振信号を伝送する線路に結合する共振器の透過信号レベルに基づいて、その透過信号レベルの最大となる周波数制御電圧を求めることによって、共振器の共振周波数で発振器を発振させるに要する周波数制御電圧を求める。この共振器の共振周波数で

発振器を発振させるに要する周波数制御電圧を基準にして（例えば中心周波数として）当該周波数制御電圧を送信信号で変調することにより、発振中心周波数の安定化を図る。

【0010】また、この発明の無線装置は、発振器の周波数制御電圧を次第に変化させて発振周波数を掃引し、この発振周波数の掃引に伴って次第に変化する透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を、上記共振器の共振周波数で発振器を発振させるに要する周波数制御電圧として求める。これにより、簡単な演算処理または簡単な回路構成によりピーク検出を行う。

【0011】また、この発明の無線装置は、発振器の周波数制御電圧を複数段階に変化させて発振周波数を変化させるとともに、周波数制御電圧に対する透過信号レベルの関数を求め、その関数を基に、透過信号レベルが最大になるに要する周波数制御電圧を求める。これにより、周波数制御電圧の切り替え段階を少なくして、短時間に正確にピーク検出を行う。

【0012】

【発明の実施の形態】この発明の実施形態である無線装置の構成を図1～図8を参照して説明する。

【0013】図1はFM-CW型レーダモジュールのブロック図である。ここで、VCO1は電圧制御発振器、CPL2はカップラ、CIR9はサーキュレータ、MIX11はミキサである。カップラCPL2は、VCO1の発振信号をサーキュレータCIR9の入力ポート側へ伝送するとともに、その一部をローカル信号として取り出してミキサMIX11へ与える。サーキュレータCIR9は、送信信号をアンテナ10へ伝送し、アンテナ10からの受信信号をミキサ11へ伝送する。結合器3は、送信信号を伝送する線路と共振器4とを結合させる結合器である。検波器5は、共振器4に結合して共振器4の透過信号を検波する。ADコンバータ6は、検波器5による検波信号をデジタルデータに変換する。CPU7は、ADコンバータ6によるデータを読み取り、後述する処理の結果をDAコンバータ8へ出力する。DAコンバータ8は出力信号を平滑するローパスフィルタを備えたDAコンバータである。信号処理回路12は、ミキサ11の出力信号に対して所定の信号処理を行う。CPU7はその結果を読み込む。

【0014】CPU7はDAコンバータ8に与えるデータによってVCO1の発振周波数を三角波状に変化させ、物標からの反射信号とローカル信号との二つのビート信号（ダウンビートとアップビート）の組み合わせによって、物標までの距離と相対速度を算出する。

【0015】図2は上記結合器3、共振器4および検波器5部分の具体的な構成を示している。ここで31は、図1に示したカップラ2からサーキュレータ9までの伝送線路である誘電体線路を構成する誘電体ストリップである。この誘電体ストリップ31とそれを挟む上下の導

電体平面とによって誘電体線路を構成するが、この図2では導電体平面を省略している。4は、共振周波数の温度特性に優れた、すなわち共振周波数の安定性の高い、TE01 δ モードで共振する円柱形状の誘電体からなる誘電体共振器である。52、53は上記上下導電体面の間に配置される基板上の線路パターンであり、上下の導電体平面とこの基板上の線路パターンとによってマイクロストリップラインまたはサスペンデッドラインを構成している。線路パターン51の一方端は接地している。この線路パターン51のもう一方の端部と線路パターン52の一方の端部との間にショットキーバリアダイオード（SBD）50をマウントしている。線路パターン52の途中から延びるもう一つの線路パターン53の途中には、RF信号をトラップさせるためのスタブを設けている。

【0016】上記誘電体ストリップ31による誘電体線路と誘電体共振器4との間は、Q ϵ 1の結合量で結合し、また誘電体共振器4と線路51、52とは、Q ϵ 2の結合量で結合する。線路51、52に励振された信号は、SBD50で検波されて、その検波信号が線路53を経て増幅回路54へ与えられる。増幅回路54は、その入出力段に平滑回路を備えていて、検波信号のレベルに相当する電圧信号をADコンバータ6へ与える。

【0017】以上に示した例では、ローカル信号を取り出すためのカップラとサーキュレータとの間の伝送路に共振器を結合させたが、図1におけるVCO1の内部またはその出力信号の伝送路に共振器を結合させてもよい。図3はその例について示している。この例では、FETを線路L1、L2、L3に接続し、L1の端部と接地との間に抵抗Rを設けている。このような回路によりFET発振器を構成している。出力線路であるL3の所定位置には、円柱形状の誘電体からなる共振器を近接配置し、線路L3に共振器を結合させ、更にこの共振器にSBDを接続した線路を近接配置している。

【0018】このような構造により、発振器の出力信号に結合した共振器の透過信号レベルをSBDで検波出力として取り出すことができる。

【0019】図4は、図1に示したVCO1の発振周波数に対するADコンバータ6の入力電圧（すなわち検波器5の出力電圧）との関係を示す図である。このようにVCO1の発振周波数の変化に伴い、ADコンバータの入力電圧は略ガウシアンカーブを描く。これは、共振器4の入力信号周波数に対する透過信号レベルの特性に起因している。すなわち、共振器への入力信号の周波数が、共振器の共振周波数 f_0 に等しいとき、ADコンバータの入力電圧は最大となり、そこから周波数が高くなるに従い、また低くなるに従い、ADコンバータの入力電圧は低下する。ADコンバータの入力電圧が、読み取り限界レベル（AD変換の分解能に相当する電圧）に達する周波数範囲をBWとすれば、このBWが、VCO1

のFM変調幅より広くなるように、ADコンバータ6の特性を予め定めておく。

【0020】図5はVCO1に対する制御電圧、その発振周波数、共振器4の共振特性およびADコンバータへの入力電圧の変化の例を示している。VCO1に対する制御電圧を図5の(A)に示すように、時間経過に伴って三角波状に変化させれば、それに応じてVCO1の発振周波数が(B)に示すように変化する。すなわち、VCO1に対する制御電圧がVc1のときVCO1の発振周波数はf1、制御電圧がVc2のとき発振周波数はf2、というように制御電圧の上昇に伴って発振周波数も上昇する。周波数f1からf6の変化幅は図3に示したBWの範囲内に収まるように定めておく。

【0021】このようなVCOの発振周波数の変化に伴い、共振器4の透過信号レベルも、共振器特性に応じて変化するため、ADコンバータの入力電圧が図5の

(D)に示すように変化する。すなわち、発振周波数が f_1 のときADコンバータへの入力電圧は V_1 、発振周波数が f_2 のとき V_2 、発振周波数が f_3 のとき V_3 、 f_4 のとき V_4 、 f_5 のとき V_5 、 f_6 のとき V_6 、というように変化する。

【0022】この例では、共振器の共振周波数 f_0 が f_3 に等しいので、VCOの発振周波数が f_3 となる時刻3における、ADコンパータへの入力電圧 V_3 が最大値となる。したがって、 V_{c3} を中心としてFM変調させるように、VCO1に対して制御電圧を与えれば、FM変調の中心周波数を f_0 に一致させることができる。TE01 δ モードの誘電体共振器4は、温度変化に対する周波数安定性が高いので、上記 f_0 を周波数基準とすることができる。したがって、温度変化があっても、FM変調の中心周波数を一定に保つことができる。

【0023】次に、VCOを周波数 f_o で発振させるため制御電圧の求め方について図6のフローチャートに基づいて説明する。まず、設計上の中心電圧 V_o を3[V]とし、制御電圧の切り替えステップ数Stepを64、そのステップ数をカウントするカウンタの中心値Ncntを32、ADコンバータの入力電圧のピークを検出するための最大値を保持する変数Vmaxの初期値を0にそれぞれ設定する。

【0024】次に、ステップ数をカウントするカウンタとしてのNを、 $N_{cnt} = (Step / 2)$ として定め、そのステップ数Nに応じたデータ（図1に示したDAコンバータ8へ与えるデータ） V_{da} を $V_{da} = V_{min} + V_{step} * N$ で定める。ここで、 V_{step} は $V_{step} = \text{変調幅} / (\text{変調感度} * step)$ で定める。変調幅は例えば120MHz、変調感度は20MHzである。また、 V_{min} は、 $V_{min} = V_o - V_{step} * Step / 2$ で定める。このデータにより定まるDAコンバータ8の出力により、VCO1の発振周波数が定まり、その時のADコンバータ6の出力値 V_{ad}

(N)を読み込む。今回読み込んだ値 $V_{ad}(N)$ が、これまでの最大値 V_{max} より大きければ、 $V_{ad}(N)$ を新たな V_{max} とし、その時のステップ数 N を N_{cnt} として保持する。また、 $V_{da}(N)$ を V_{cnt} として保持する。

【0025】次に、Nを1インクリメントし、上述の処理を繰り返す。ステップ数Nが、予め定めた最大ステップ数Stepを超えれば、その時までに来求まっているVcntおよびNcntを出力する。このNcntに相当する値を中心にして図1におけるDAコンバータ8へ与えるデータを三角波状に変化させることにより、共振器4の共振周波数foを中心としてFM変調することができる。

【0026】次に、VCOの発振周波数を f_0 にするための制御電圧を求める他の方法を図7および図8を参照して説明する。

【0027】図6に示した手順では、VCOに対する制御電圧を変化させる段階を多くして、共振器の透過信号レベルがピークになるときの制御電圧を直接検出するようにしたが、共振器の透過信号レベルがピークになるときの制御電圧を演算により求めるようにすれば、VCOに対する制御電圧の段階を少なくできる。

【0028】図7はVCO1に対する制御電圧、その発振周波数、共振器4の共振特性およびADコンバータへの入力電圧の変化の例を示している。図5に示した例と同様に、VCO1に対する制御電圧を時間経過に伴って三角波状に変化させれば、図7の(A)に示すように、それに応じてVCO1の発振周波数が(B)に示すように変化する。

【0029】このようなVCOの発振周波数の変化に伴い、共振器4の透過信号レベルが変化して、ADコンバータの入力電圧が図7の(D)に示すように変化する。この例では、共振器の共振周波数 f_0 が f_3 と f_4 の間にあるので、ADコンバータの入力電圧のピークは、時刻3と4との間に存在することになる。このピーク位置はVCO1に与える制御電圧に対する共振器の透過信号レベル（すなわちADコンバータの出力値）の関数により求める。

【0030】図8は、上述の方法による、VCOを周波数f_oで発振させるため制御電圧の求め方を示すフローチャートである。まず、設計上の中心電圧V_oを3

〔V〕とし、制御電圧の切り替えステップ数を6、そのステップ数をカウントするカウンタの初期値Nを1にそれぞれ設定する。次に、ステップ数Nに応じたデータ

(図1に示したDAコンバータ8へ与えるデータ) V_d を $V_d = V_{min} + V_{step} * N$ で定める。ここで、 V_{step} および V_{min} は、先に示した実施形態の場合と同様に定める。このデータにより定まるDAコンバータ8の出力により、VCO1の発振周波数が定まり、その時のADコンバータ6の出力値 $V_{ad}(N)$ を

読み込む。

【0031】ステップ数をカウントするカウンタとしてのNが最大ステップ数Stepに達するまでは、上記の処理を繰り返す。最大ステップ数に達すれば、制御電圧対ADコンバータの出力値との関係を関数化し、その関数の係数を求める。例えば制御電圧をx、ADコンバータの出力値をyとして、 $y = x / (ax^2 + bx + c)$ の関数に当てはめれば、共振器の透過信号レベルがピークになるときの制御電圧Xpeakは $X_{peak} = b / (2a)$ 、その時のADコンバータの出力値Ypeakは、 $Y_{peak} = (b^2 - 4ac) / (4a)$ で求められる。上記関数の係数a、b、cは最小二乗法で求めればよい。

【0032】

【発明の効果】この発明によれば、発振信号を送送する線路に結合する共振器の透過信号レベルに基づいて、その透過信号レベルの最大となる周波数制御電圧を求めることによって、共振器の共振周波数で発振器を発振させるに要する周波数制御電圧を求めるようにしたので、その周波数制御電圧を基準にして（例えば中心周波数として）送信信号で変調することにより、発振中心周波数の安定化が図れる。しかも、共振器の温度に対する共振周波数安定性を利用するので、共振器のQ（周波数帯域幅）特性のばらつきは問題とはならない。そのため、FM変調の変調幅に関わらず、製造が容易になり且つ大型化することもない。したがって、広範囲かつ任意な変調幅でFM変調させることができる。更に、実際の使用時の変調信号が三角波である必要はなく、例えばFM-CWレーダ以外の通信用にも利用できる。

【0033】また、この発明によれば、発振器の周波数制御電圧を次第に変化させて発振周波数を掃引し、この発振周波数の掃引に伴って次第に変化する透過信号レベルが最大となる周波数制御電圧を、共振器の共振周波数で発振器を発振させるに要する周波数制御電圧として求めることにより、簡単な演算処理または簡単な回路構成でピーク検出を行うことができる。

【0034】また、この発明によれば、発振器の周波数制御電圧を複数段階に変化させて発振周波数を変化させるとともに、周波数制御電圧に対する共振器の透過信号

レベルの関数を求め、その関数を基に、透過信号レベルが最大になるに要する周波数制御電圧を求めることにより、周波数制御電圧の切り替え段階が少なくても正確にピーク検出ができ、共振器の共振周波数で発振器を発振させるに要する周波数制御電圧を短時間に求めることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】FM-CW型レーダモジュールの構成を示すブロック図

【図2】伝送線路と共振器の結合部分および検波器の構成を示すブロック図

【図3】共振器が結合する部分の他の構成例を示す図

【図4】VCOの発振周波数の変化に対するADコンバータの入力電圧変化の関係を示す図

【図5】VCOの制御電圧とその発振周波数、共振器の透過信号レベルおよびADコンバータの入力電圧との関係例を示す図

【図6】周波数f₀で発振させるために要する制御電圧および制御データを求めるための手順を示すフローチャート

【図7】VCOの制御電圧とその発振周波数、共振器の透過信号レベルおよびADコンバータの入力電圧との他の関係例を示す図

【図8】周波数f₀で発振させるために要する制御電圧および制御データを求めるための他の手順を示すフローチャート

【符号の説明】

1ー電圧制御発振器（VCO）

2ーカップラ

6ーADコンバータ

8ーDAコンバータ

9ーサーキュレータ

10ーアンテナ

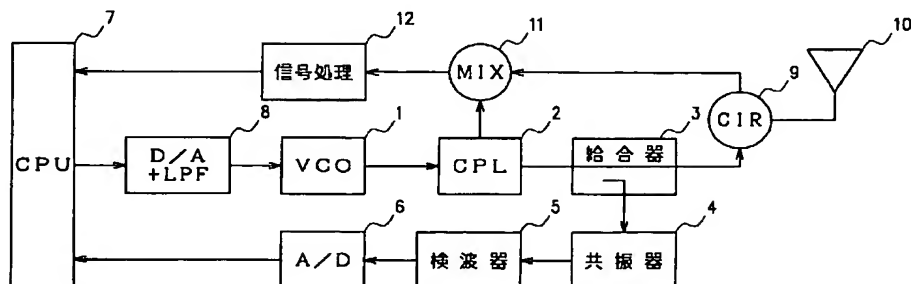
11ーミキサ

31ー誘電体ストリップ

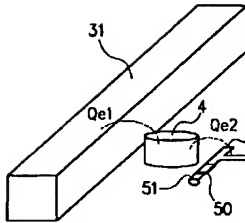
50ーショットキーバリアダイオード（SBD）

51、52、53ー線路パターン

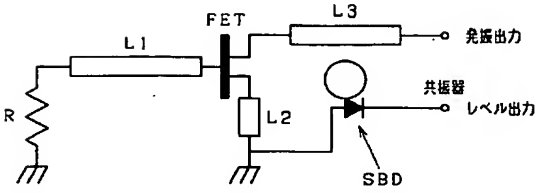
【図1】



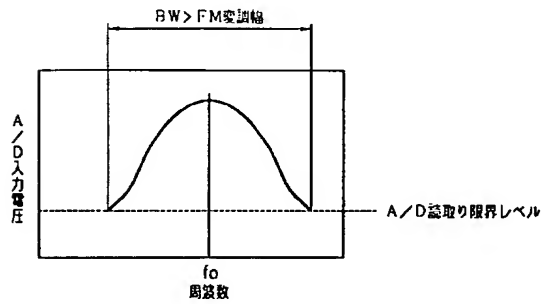
【図2】



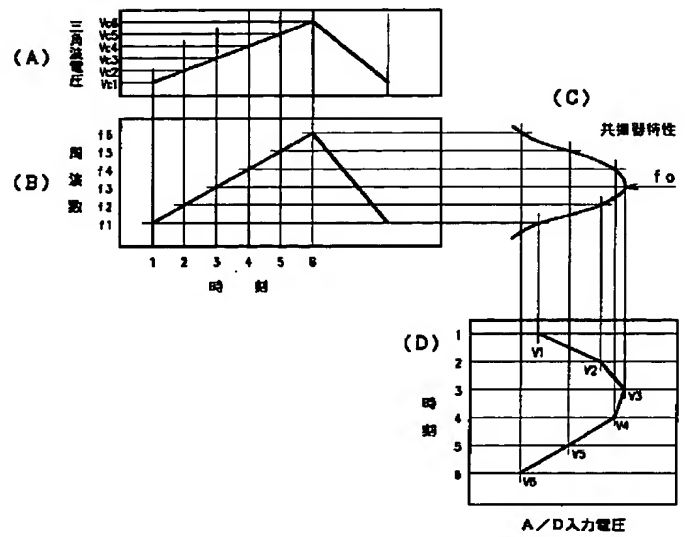
【図3】



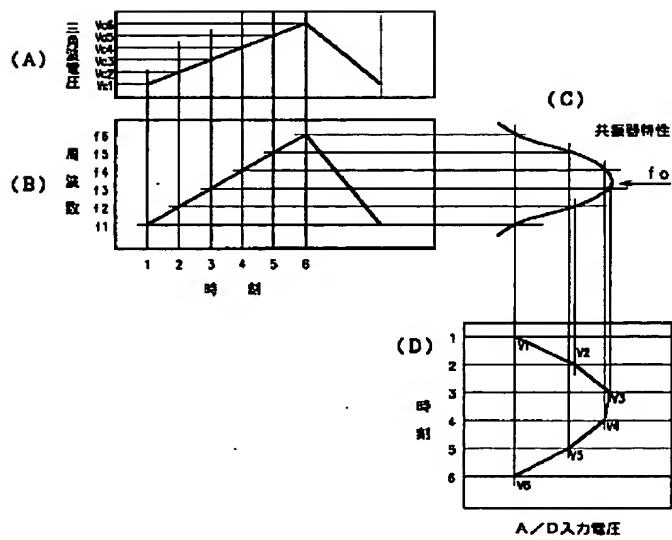
【図4】



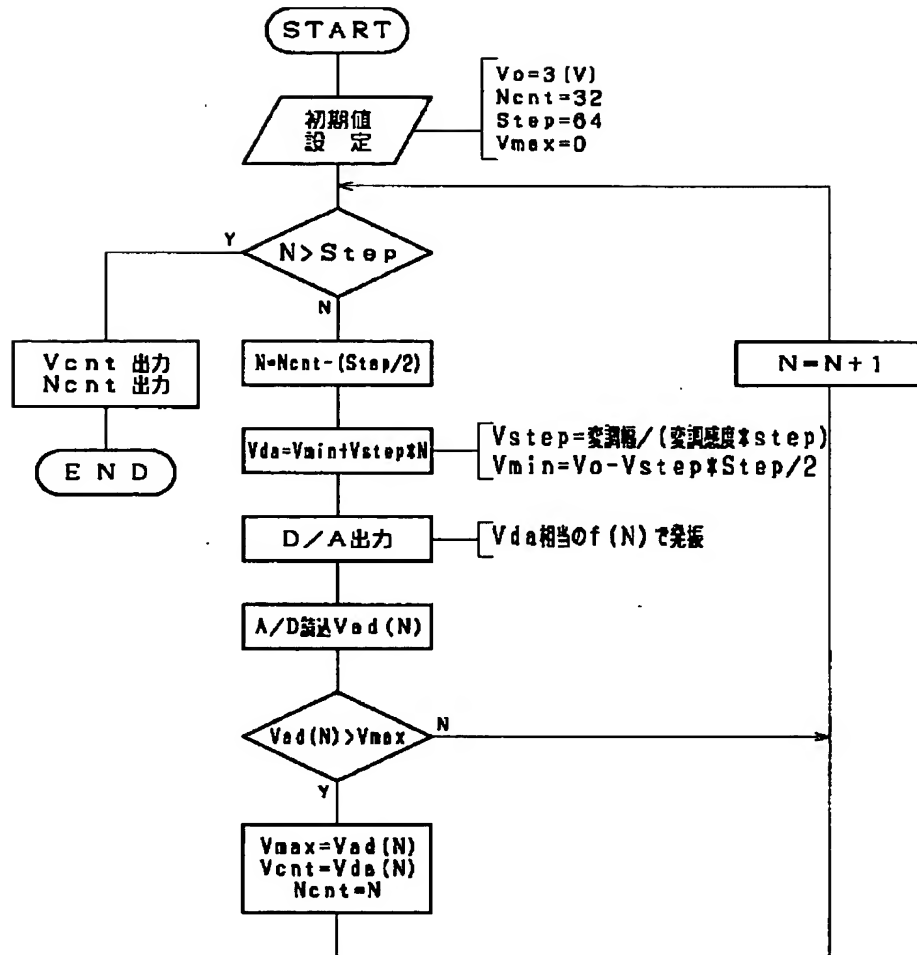
【図5】



【図7】



【図6】



【図8】

